

PCT/JP 2004/015534

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

28.10.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2003年10月20日

REC'D 16 DEC 2004

WIPO PCT

出 願 番 号  
Application Number: 特願2003-359440  
[ST. 10/C]: [JP 2003-359440]

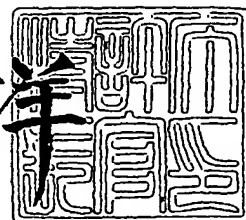
出 願 人  
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年12月 2日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小 川 洋



【書類名】 特許願  
【整理番号】 2900655393  
【提出日】 平成15年10月20日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H04B 7/26  
【発明者】  
    【住所又は居所】 石川県金沢市西念一丁目1番3号 株式会社パナソニックモバイル金沢研究所内  
    【氏名】 泉 貴志  
【発明者】  
    【住所又は居所】 石川県金沢市西念一丁目1番3号 株式会社パナソニックモバイル金沢研究所内  
    【氏名】 池田 和彦  
【発明者】  
    【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内  
    【氏名】 佐々木 亮  
【特許出願人】  
    【識別番号】 000005821  
    【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社  
【代理人】  
    【識別番号】 100105050  
    【弁理士】  
    【氏名又は名称】 鷺田 公一  
【手数料の表示】  
    【予納台帳番号】 041243  
    【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
    【物件名】 特許請求の範囲 1  
    【物件名】 明細書 1  
    【物件名】 図面 1  
    【物件名】 要約書 1  
    【包括委任状番号】 9700376

**【書類名】 特許請求の範囲****【請求項 1】**

所定の位相をそれぞれ有する第 1 定包絡線信号および第 2 定包絡線信号の周波数変換に用いられる第 1 ローカル信号および第 2 ローカル信号を生成する生成手段と、

生成される第 1 ローカル信号および第 2 ローカル信号を用いて第 1 定包絡線信号および第 2 定包絡線信号を周波数変換する周波数変換手段と、

周波数変換される第 1 定包絡線信号および第 2 定包絡線信号を増幅する増幅手段と、

増幅される第 1 定包絡線信号および第 2 定包絡線信号を合成する合成手段と、を有する増幅回路であって、

前記第 1 ローカル信号および前記第 2 ローカル信号は、互いに  $180^\circ$  の位相差を有することを特徴とする増幅回路。

**【請求項 2】**

生成される第 1 ローカル信号および第 2 ローカル信号の少なくともいずれか一方の位相を調整するローカル信号位相調整手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 記載の増幅回路。

**【請求項 3】**

前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、

検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号位相調整手段を制御する位相制御手段と、

をさらに有することを特徴とする請求項 2 記載の増幅回路。

**【請求項 4】**

生成される第 1 ローカル信号および第 2 ローカル信号の少なくともいずれか一方の振幅を調整するローカル信号振幅調整手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 記載の増幅回路。

**【請求項 5】**

前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、

検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号振幅調整手段を制御する振幅制御手段と、

をさらに有することを特徴とする請求項 4 記載の増幅回路。

**【請求項 6】**

周波数変換する第 1 定包絡線信号および第 2 定包絡線信号の少なくともいずれか一方の位相を調整する定包絡線信号位相調整手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 記載の増幅回路。

**【請求項 7】**

請求項 1 記載の増幅回路を有することを特徴とする無線基地局装置。

**【請求項 8】**

請求項 1 記載の増幅回路を有することを特徴とする無線端末装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】増幅回路

【技術分野】

【0001】

本発明は、増幅回路に関し、特に無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する終段の増幅回路に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信や放送に用いられる送信装置において、近年、デジタル変調信号を送信する場合が多くなっている。これらの信号の多くは多値化が進み振幅方向に情報を載せることが可能になったため、送信装置に用いる増幅回路には線形性が求められている。一方で、装置の消費電力を削減するために、増幅回路には高い電力効率も要求されている。増幅回路の線形性および電力効率を両立させるため、歪み補償や効率改善のための様々な手法が提案されている。従来の増幅回路の方式の1つにLINC (Linear Amplification with Nonlinear Components) 方式と呼ばれるものがある。この方式では、送信信号を2つの定包絡線信号に分岐し、電力効率が高い非線形増幅器で増幅した後、合成することで、線形性および電力効率の両立を図っている。

【0003】

ここで、LINC方式を適用した増幅回路の一般例について図11を用いて説明する。図11に示す増幅回路10において、定包絡線信号生成部11では、入力信号 $S(t)$ から、2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ および $S_b(t)$ を生成する。例えば、入力信号 $S(t)$ が次の(式1)で表されたときに各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ を次の(式2)および(式3)とすれば、各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ は、振幅方向が定数となる。

$$S(t) = V(t) \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) \} \quad \dots (式1)$$

ただし、 $V(t)$ の最大値を $V_{max}$ 、入力信号の搬送波の角周波数を $\omega_c$ とする。

$$S_a(t) = V_{max}/2 \times \cos \{ \omega_c t + \psi(t) \} \quad \dots (式2)$$

$$S_b(t) = V_{max}/2 \times \cos \{ \omega_c t + \theta(t) \} \quad \dots (式3)$$

ただし、 $\psi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ とする。

【0004】

図12は、定包絡線信号の生成動作を、直交平面座標上で、信号ベクトルを用いて示したものであるが、この図に示すとおり、入力信号 $S(t)$ は、振幅が $V_{max}/2$ である2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ のベクトル和で表される。

【0005】

再び図11を参照する。2つの増幅器12、13では、2つの定包絡線信号をそれぞれ増幅する。このとき、増幅器12、13の利得を $G$ とすると、増幅器12、13の出力信号は、それぞれ $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ となる。合成部14でこれらの出力信号 $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ を合成すると、出力信号 $G \times S(t)$ が得られる。

【0006】

従来、上記のような増幅回路としては、例えば特許文献1および特許文献2に記載されたものがある。このLINC方式を実現するための、増幅回路のより具体的な構成例を図13に示す。図13に示す増幅回路10aにおいて、定包絡線信号IQ生成部15で、ベースバンド帯の入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ から直交復調後に定包絡線信号 $S_a$ 、 $S_b$ となるベースバンド信号 $S_{ai}$ 、 $S_{aq}$ 、 $S_{bi}$ 、 $S_{bq}$ をデジタル信号処理により生成し、各ベースバンド信号をD/A変換器16a、16b、16c、16dによりアナログ信号に変換した後、2つの直交変調器を有する直交変調部17で直交変調して2つの定包絡線信号 $S_{aif}$ 、 $S_{bif}$ を得る。そして、ミキサ21a、21bにて各信号を局部発振器22から供給されたローカル信号と混合することで周波数変換を行い、搬送波周波数に変換された信号 $S_{arf}$ 、 $S_{brf}$ を得る。そして、増幅器12、13での最終増幅および合成部14での合成が行われ、この結果、出力信号が得られる。

【特許文献1】特公平6-22302号公報

【特許文献2】特開平8-163189号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、上記従来の増幅回路においては、ミキサ21a、21bで周波数変換を行う際に、ミキサ21a、21bで使用するローカル信号の漏れが発生することがある。漏れたローカル信号は、通信品質に悪影響を与え得るスプリアス成分となってしまう。

【0008】

ローカル信号の漏れを抑圧するための手法として例えばフィルタを用いるものが挙げられる。ところが、一般にLINC方式の増幅回路では、元の入力信号は位相変調された2つの定包絡線信号に変換され、処理される信号のスペクトラムは周波数方向において広がる。このため、フィルタによるローカル信号の漏れの抑圧を行うと、変調情報が失われ、送信信号の歪みが大きくなってしまい、その通信品質を劣化させてしまうという問題があった。

【0009】

本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、通信品質を向上させることができる高電力効率の増幅回路を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の増幅回路は、所定の位相をそれぞれ有する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の周波数変換に用いられる第1ローカル信号および第2ローカル信号を生成する生成手段と、生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号を用いて第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を周波数変換する周波数変換手段と、周波数変換される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を増幅する増幅手段と、増幅される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を合成する合成手段と、を有する増幅回路であって、前記第1ローカル信号および前記第2ローカル信号は、互いに180°の位相差を有する構成を採る。

【0011】

この構成によれば、所定の位相をそれぞれ有する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の周波数変換に用いられる第1ローカル信号および第2ローカル信号が、互いに180°の位相差を有するため、例えば第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の位相を、周波数変換後に元に戻るような位相とした場合、合成の結果として得られる出力信号における送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、通信品質を向上させることができる。

【0012】

本発明の増幅回路は、上記構成において、生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の位相を調整するローカル信号位相調整手段をさらに有する構成を採る。

【0013】

この構成によれば、第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の位相を調整するため、ローカル信号が通過する経路における位相差の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

【0014】

本発明の増幅回路は、上記構成において、前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号位相調整手段を制御する位相制御手段と、をさらに有する構成を採る。

【0015】

この構成によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように、第1ローカル信

号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の位相調整を制御するため、ローカル信号が通過する経路における位相差の誤差が経時的に変動してもその誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

【0016】

本発明の増幅回路は、上記構成において、生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の振幅を調整するローカル信号振幅調整手段をさらに有する構成を採る。

【0017】

この構成によれば、第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の振幅を調整するため、ローカル信号が通過する経路における振幅の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

【0018】

本発明の増幅回路は、上記構成において、前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号振幅調整手段を制御する振幅制御手段と、をさらに有する構成を採る。

【0019】

この構成によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように、第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の振幅の調整を制御するため、ローカル信号が通過する経路における振幅の誤差が経時的に変動してもその誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

【0020】

本発明の増幅回路は、上記構成において、周波数変換する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の少なくともいずれか一方の位相を調整する定包絡線信号位相調整手段をさらに有する構成を採る。

【0021】

この構成によれば、周波数変換前の第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の少なくともいずれか一方の位相を調整するため、各定包絡線信号が通過する経路における位相差の誤差を小さくすることができ、合成後の送信信号の歪みを小さくすることができる。

【0022】

本発明の無線基地局装置は、上記の増幅回路を有する構成を採る。

【0023】

この構成によれば、上記の増幅回路と同様の作用効果を、無線基地局装置において実現することができる。

【0024】

本発明の無線端末装置は、上記の増幅回路を有する構成を採る。

【0025】

この構成によれば、上記の増幅回路と同様の作用効果を、無線端末装置において実現することができる。

【発明の効果】

【0026】

以上説明したように、本発明によれば、通信品質を向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0027】

本発明の骨子は、所定の位相をそれぞれ有する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の周波数変換に用いられる第1ローカル信号および第2ローカル信号が、互いに180°の位相差を有することである。

【0028】

以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて詳細に説明する。

【0029】

(実施の形態1)

図1は、本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。

【0030】

図1に示す増幅回路100は、定包絡線信号生成部101、2つの移相器102a、102b、2つのミキサ103a、103b、2つの増幅器104a、104b、合成回路105、局部発振器106および2つのローカル信号移相器107a、107bを有する。

【0031】

また、定包絡線信号生成部101は、定包絡線信号IQ生成部111、4つのD/A (Digital to Analog) 変換器112a、112b、112c、112dおよび直交変調部113を有する。直交変調部113は、4つのミキサ114a、114b、114c、114d、2つの移相器115a、115bおよび局部発振器116を有する。

【0032】

定包絡線信号生成部101は、ベースバンド帯の入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ を用いて、ベクトル合成したときに入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ を所定周波数の搬送波周波数で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号 $S_{aif}$ および第2定包絡線信号 $S_{bif}$ を生成し、2つの移相器102a、102bにそれぞれ出力する。なお、定包絡線信号生成部101は、例えばASIC (Application Specific Integrated Circuit) やFPGA (Field Programmable Gate Array) といったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

【0033】

より具体的には、定包絡線信号生成部101において、定包絡線信号IQ生成部111は、入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ に対してデジタル信号処理を行い、ベースバンド信号 $S_{ai}$ 、 $S_{aq}$ 、 $S_{bi}$ 、 $S_{bq}$ を生成する。定包絡線信号IQ生成部111は、例えばASICやFPGA等のデジタル信号処理回路である。

【0034】

D/A変換器112a~112dは、ベースバンド信号 $S_{ai}$ 、 $S_{aq}$ 、 $S_{bi}$ 、 $S_{bq}$ をそれぞれデジタルアナログ変換する。D/A変換器112a~112dは、例えばデジタル信号をアナログ信号に変換するデジタルアナログ変換IC (Integrated Circuit) である。

【0035】

直交変調部113は、アナログ信号に変換されたベースバンド信号 $S_{ai}$ 、 $S_{aq}$ 、 $S_{bi}$ 、 $S_{bq}$ を直交変調し、第1定包絡線信号 $S_{aif}$ および第2定包絡線信号 $S_{bif}$ を生成し、移相器102a、102bにそれぞれ出力する。直交変調部113における局部発振器116は、例えば、位相負帰還制御系 (PLL) で制御される電圧制御発振器 (VCO) を用いた周波数シンセサイザ等の発振回路である。また、直交変調部113における移相器115a、115bは、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

【0036】

移相器102aは、直交変調部113からの第1定包絡線信号 $S_{aif}$ の位相を $+\alpha^\circ$ 変化させ、移相された第1定包絡線信号 $S_{aif}'$ を生成する。移相器102bは、直交変調部113からの第2定包絡線信号 $S_{bif}$ の位相を $+\beta^\circ$ 変化させ、移相された第2定包絡線信号 $S_{bif}'$ を生成する。なお、 $|\alpha-\beta|=180$ である。また、移相器102a、102bは、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

【0037】

ミキサ103aは、移相器102aからの第1定包絡線信号 $S_{aif}'$ を、ローカル信号移相器107aからのローカル信号 $LO_a$ と混合することで周波数変換 (アップコンバート) し、周波数変換された第1定包絡線信号 $S_{arf}$ を生成する。ミキサ103bは、移相器102bからの第2定包絡線信号 $S_{bif}'$ を、ローカル信号移相器107bから

のローカル信号  $LOb$  と混合することで周波数変換（アップコンバート）し、周波数変換された第2定包絡線信号  $Sbrf$  を生成する。

#### 【0038】

局部発振器 106 は、例えば PLL で制御される VCO を用いた周波数シンセサイザ等の発振回路であり、ローカル信号  $LO$  を生成し、ローカル信号移相器 107a、107b に出力する。

#### 【0039】

ローカル信号移相器 107a は、局部発振器 116 からのローカル信号  $LO$  の位相を  $-\alpha^\circ$  変化させ、移相されたローカル信号  $LOa$  を生成する。ローカル信号移相器 107b は、局部発振器 116 からのローカル信号  $LO$  の位相を  $-\beta^\circ$  変化させ、移相されたローカル信号  $LOB$  を生成する。ローカル信号移相器 107a、107b は、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

#### 【0040】

増幅器 104a は、ミキサ 103a からの第1定包絡線信号  $Sarf$  を増幅し、合成回路 105 に出力する。増幅器 104b は、ミキサ 103b からの第2定包絡線信号  $Sbrf$  を増幅し、合成回路 105 に出力する。増幅器 104a、104b は、例えば、FET (Field Effect Transistor) やトランジスタで構成されている。

#### 【0041】

合成回路 105 は、例えばマイクロストリップラインで構成されたウィルキンソン型合成回路や抵抗合成回路であり、増幅器 104a、104b で増幅された第1定包絡線信号  $Sarf$  および第2定包絡線信号  $Sbrf$  を合成することによって、増幅回路 100 から出力される信号である出力信号  $Srf$  を生成する。

#### 【0042】

次いで、上記構成を有する増幅回路 100 の動作について説明する。ここでは、入力信号  $S(t)$  を搬送波周波数  $\omega_{rf}$  にて送信する場合について説明する。

#### 【0043】

まず、定包絡線信号生成部 101 で、ベースバンド帯の入力信号  $Si$ 、 $Sq$  から、ベクトル合成したときに入力信号  $Si$ 、 $Sq$  を搬送波周波数  $\omega_{rf}$  で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号  $Saif$  および第2定包絡線信号  $Sbif$  を生成し、移相器 102a、102b にそれぞれ出力する。入力信号  $S(t)$  は、次の(式4)で表される。

$$\begin{aligned} S(t) &= Saif + Sbif \\ &= V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{if}t + \psi(t)) \\ &\quad + V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{if}t + \theta(t)) \quad \dots (式4) \end{aligned}$$

#### 【0044】

そして、第1定包絡線信号  $Saif$  が入力される移相器 102a では、第1定包絡線信号  $Saif$  の位相を  $+\alpha^\circ$  変化させ、第2定包絡線信号  $Sbif$  が入力される移相器 102b では、第2定包絡線信号  $Sbif$  の位相を  $+\beta^\circ$  変化させる。移相処理後の第1定包絡線信号  $Saif'$  および第2定包絡線信号  $Sbif'$  は、ミキサ 103a、103b にそれぞれ出力される。これらの移相処理は、次の(式5)および(式6)で表される。図2の(a)は、各定包絡線信号の移相処理を表すベクトル図である。

$$Saif' = V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{if}t + \psi(t) + \alpha) \quad \dots (式5)$$

$$Sbif' = V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{if}t + \theta(t) + \beta) \quad \dots (式6)$$

#### 【0045】

また、局部発振器 106 から出力されるローカル信号  $LO$  は、ローカル信号移相器 107a にてその移相を  $-\alpha^\circ$  変化され、第1定包絡線信号  $Saif'$  が入力されるミキサ 103a で使用されるローカル信号  $LOa$  となる。また、ローカル信号  $LO$  は、ローカル信号移相器 107b にてその移相を  $-\beta^\circ$  変化され、第2定包絡線信号  $Sbif'$  が入力されるミキサ 103b で使用されるローカル信号  $LOB$  となる。生成されるローカル信号  $LOa$ 、 $LOB$  はそれぞれ次の(式7)および(式8)で表される。なお、簡単のため、こ

の例でのローカル信号LOの振幅を「1」とする。図2の(b)は、ローカル信号の移相処理を表すベクトル図である。

$$LOa = \cos(\omega LO t - \alpha) \quad \dots (式7)$$

$$LOB = \cos(\omega LO t - \beta) \quad \dots (式8)$$

【0046】

そして、ミキサ103aでは第1定包絡線信号Saif' およびローカル信号LOaの混合が行われ、ミキサ103aからは、周波数変換された第1定包絡線信号Sarffおよびローカル信号LOaの漏れが出力され、増幅器104aに入力される。

【0047】

また、ミキサ103bでは第2定包絡線信号Sbif' およびローカル信号LOBの混合が行われ、ミキサ103bからは、周波数変換された第2定包絡線信号Sbrffおよびローカル信号LOBの漏れが出力され、増幅器104bに入力される。

【0048】

ここで、第1定包絡線信号Sarffおよび第2定包絡線信号Sbrffは、それぞれ(式9)および(式10)で表される。

$$\begin{aligned} Sarff &= V_{max}/2 \cdot \cos((\omega LO + \omega if)t + \psi(t) + \alpha - \alpha) \\ &= V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \psi(t)) \quad \dots (式9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Sbrff &= V_{max}/2 \cdot \cos((\omega LO + \omega if)t + \theta(t) + \beta - \beta) \\ &= V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \theta(t)) \quad \dots (式10) \end{aligned}$$

【0049】

また、ローカル信号LOaの漏れおよびローカル信号LOBの漏れは、それぞれ(式11)および(式12)で表される。

$$LOa = \cos(\omega LO t - \alpha) \quad \dots (式11)$$

$$LOB = \cos(\omega LO t - \beta) \quad \dots (式12)$$

【0050】

そして、増幅器104a、104bでは、入力された信号の増幅を行い、合成回路105に出力する。合成回路105では、入力された信号を合成し出力する。増幅器104a、104bのゲインをGとすると、増幅後の第1定包絡線信号Sarffおよび第2定包絡線信号Sbrffはそれぞれ(式13)および(式14)で表される。

$$Sarff = G \cdot V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \psi(t)) \quad \dots (式13)$$

$$Sbrff = G \cdot V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \theta(t)) \quad \dots (式14)$$

【0051】

また、第1定包絡線信号Sarffおよび第2定包絡線信号Sbrffの合成後の信号は、(式1)(式2)および(式3)で示した関係により、次の(式15)で表される。図2の(c)は、第1定包絡線信号Sarffおよび第2定包絡線信号Sbrffの合成後の信号を表すベクトル図である。

$$\begin{aligned} Sarff + Sbrff &= G \cdot (V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \psi(t)) \\ &\quad + V_{max}/2 \cdot \cos(\omega rft + \theta(t))) \quad \dots (式15) \end{aligned}$$

【0052】

一方、増幅後のローカル信号LOa、LOBの漏れは、それぞれ(式16)および(式17)で表すとおりである。

$$LOa = G \cdot \cos(\omega LO t - \alpha) \quad \dots (式16)$$

$$LOB = G \cdot \cos(\omega LO t - \beta) \quad \dots (式17)$$

【0053】

また、ローカル信号LOa、LOBの漏れの合成後の信号は、(式18)で表される。

$$\begin{aligned} LOa + LOB &= G \cdot \cos(\omega LO t - \alpha) + G \cdot \cos(\omega LO t - \beta) \\ &= G \cdot (\cos(\omega LO t) \cos(\alpha) - \sin(\omega LO t) \sin(\alpha) \\ &\quad + \cos(\omega LO t) \cos(\beta) - \sin(\omega LO t) \sin(\beta)) \end{aligned}$$

$$= G \cdot (\cos(\omega L O t) \cdot (2 \cdot \cos((\alpha + \beta) / 2)) \cdot \cos((\alpha - \beta) / 2)) - \sin(\omega L O t) \cdot (2 \cdot (\sin((\alpha + \beta) / 2) \cdot \cos((\alpha - \beta) / 2))) \dots \text{(式18)}$$

## 【0054】

既に述べたとおり、 $|\alpha - \beta| = 180$ であるから、上記の(式18)において $\cos((\alpha - \beta) / 2) = 0$ であり、よって上記(式18)の解は「0」となる。

## 【0055】

上記の合成回路105の出力信号を見ると、定包絡線信号については、入力信号 $S(t)$ がG倍に増幅された信号が搬送波周波数 $\omega_{rf}$ にて出力されていることが、(式15)から分かる。一方、ローカル信号の漏れについては、ミキサ103a、103bからのローカル信号の漏れが合成後に「0」になり合成回路105からは出力されないことが(式18)から分かる。

## 【0056】

このように、本実施の形態によれば、2つの定包絡線信号の周波数変換で使用する2つのローカル信号の位相差を $180^\circ$ にしておき、周波数変換後に位相が元に戻るよう予め位相を変えておくため、合成回路105から出力される信号、すなわち送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、高電力効率で通信品質を向上させることができる。

## 【0057】

なお、本実施の形態では、移相器102a、102bを定包絡線信号生成部101の後段に備えた構成を採っているが、この構成に限定されない。例えば、移相器102a、102bと同様の動作を実行するものを直交変調部113内の局部発振器116の出力に設け直交変調部113で用いるローカル信号の位相を変化するような構成を採っても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

## 【0058】

また、本実施の形態では、ローカル信号移相器107a、107bを局部発振器106およびミキサ103a、103bの間に配置した構成を採っているが、この構成に限定されない。例えば、ローカル信号移相器107a、107bと同様の動作を実行するものを、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

## 【0059】

## (実施の形態2)

図3は、本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

## 【0060】

図3に示す増幅回路200は、図1に示す増幅回路100の定包絡線信号生成部101の代わりに定包絡線信号生成部201を設け、さらに増幅回路100の移相器102a、102bを設けていない構成を採っている。定包絡線信号生成部201は、定包絡線信号生成部101の定包絡線信号I/Q生成部111の代わりに定包絡線信号I/Q生成部202を設けた構成を採っている。

## 【0061】

定包絡線信号生成部201は、ベースバンド帯の入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ を用いて、ベクトル合成したときに入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ を所定の搬送波周波数で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号 $S_{aif'}$ および第2定包絡線信号 $S_{bif'}$ を生成し、ミキサ103a、103bにそれぞれ出力する。なお、定包絡線信号生成部201は、例えばASICやFPGAといったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

## 【0062】

定包絡線信号生成部201において、定包絡線信号IQ生成部202は、入力信号S(t)のIQ信号(つまり、入力信号Si、Sq)に対して、次の(式18)および(式19)で示されかつ直交変調後の第1定包絡線信号Sai'の位相が+α°変化したものになるようなデジタル信号処理を行うことによって、ベースバンド信号Sai、SaQを生成する。また、定包絡線信号IQ生成部202は、入力信号S(t)のIQ信号に対して、次の(式20)および(式21)で示されかつ直交変調後の第2定包絡線信号Sbi'の位相が+β°変化したものになるようなデジタル信号処理を行うことによって、ベースバンド信号Sbi、SbQを生成する。定包絡線信号IQ生成部202は、例えばASICやFPGA等のデジタル信号処理回路である。

$$S_{ai} = ((I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \alpha - (Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \alpha) \quad \dots (式18)$$

$$S_{aq} = ((Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \alpha + (I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \alpha) \quad \dots (式19)$$

$$S_{bi} = ((I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \beta - (Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \beta) \quad \dots (式20)$$

$$S_{bq} = ((Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \beta - (I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \beta) \quad \dots (式21)$$

ただし、 $\text{SQRT}(x/a^2 - 1)$ は $x/a^2 - 1$ の平方根、 $a^2 = I^2 + Q^2$ 、 $x$ は $a$ の最大値を示す。

## 【0063】

ここで、定包絡線信号IQ生成部202における処理について演算式を用いて詳細に説明する。

## 【0064】

一般的な定包絡線信号IQ生成部では、上記の特許文献1や特許文献2に示されるように、元の入力信号S(t)のIQ信号から第1定包絡線信号Sa(t)のIQ信号(つまりSaiおよびSaQ)および第2定包絡線信号Sb(t)のIQ信号(つまりSbiおよびSbQ)を次の(式22)(式23)(式24)および(式25)によって生成する。

$$S_{ai} = ((I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \quad \dots (式22)$$

$$S_{aq} = ((Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \quad \dots (式23)$$

$$S_{bi} = ((I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \quad \dots (式24)$$

$$S_{bq} = ((Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \quad \dots (式25)$$

## 【0065】

第1定包絡線信号Sa(t)および第2定包絡線信号Sb(t)はそれぞれ、SaiおよびSaQを直交変調したものであり、SbiおよびSbQを直交変調したものである。演算式でこれらの関係を示すと次の(式26)および(式27)のとおりとなる。

$$S_a(t) = S_{ai} + j \cdot S_{aq} \quad \dots (式26)$$

$$S_b(t) = S_{bi} + j \cdot S_{bq} \quad \dots (式27)$$

## 【0066】

上記のSa(t)の位相を+α°変化させたものおよびSb(t)の位相を+β°変化させたものを示す式は下記のとおりである。

$$S_{a'}(t) = (S_{ai} + j \cdot S_{aq}) \cdot (\cos \alpha + j \cdot \sin \alpha) \quad \dots (式28)$$

$$S_{b'}(t) = (S_{bi} + j \cdot S_{bq}) \cdot (\cos \beta + j \cdot \sin \beta) \quad \dots (式29)$$

## 【0067】

つまり、(式28)の実部をSaiとして選び虚部をSaQとして選び直交変調を行えば、直交変調後の信号は第1定包絡線信号の位相を+α°変化したものとなる。これを示した式が(式18)および(式19)である。同様に、(式29)の実部をSbiとして選び虚部をSbQとして選び直交変調を行えば、直交変調後の信号は第2定包絡線信号の位相を+β°変化したものとなる。これを示した式が(式20)および(式21)である。

## 【0068】

すなわち、定包絡線信号 I Q 生成部 202 において、元の入力信号  $S(t)$  の I Q 信号から、上記の (式 18) ~ (式 21) の処理を行うことでベースバンド信号  $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$  の I Q 信号を生成し、直交変調部 113 にてそれぞれ直交変調を行えば、ミキサ 103a に入力される第 1 定包絡線信号  $S_{aif'}$  は位相が  $+\alpha^\circ$  変化したものとなり、ミキサ 103b に入力される第 2 定包絡線信号  $S_{bif'}$  は位相が  $+\beta^\circ$  変化したものとなり、移相器を用いずとも 2 つの定包絡線信号の位相を変化させることができる。

## 【0069】

このように、本実施の形態によれば、実施の形態 1 で説明した移相器 102a、102b が不要となるため、送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、かつ増幅回路 200 の回路規模の小型化を実現することができる。加えて、移相器を用いず、デジタル信号処理により位相を変化させるため、アナログの移相器に比べ、その位相変化の精度を高くすることができる。

## 【0070】

## (実施の形態 3)

図 4 は、本発明の実施の形態 3 に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態 1 で説明した増幅回路 100 と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

## 【0071】

図 4 に示す増幅回路 300 は、図 1 に示す増幅回路 100 の移相器 102a およびローカル信号移相器 107a の代わりに  $180^\circ$  移相器 301 および  $-180^\circ$  移相器 302 を設け、増幅回路 100 の移相器 102b およびローカル信号移相器 107b を設けていない構成を採っている。

## 【0072】

$180^\circ$  移相器 301 は、直交変調部 113 からの第 1 定包絡線信号  $S_{aif}$  の位相を  $+180^\circ$  変化させ、移相された第 1 定包絡線信号  $S_{aif'}$  を生成する。なお、 $180^\circ$  移相器 301 は、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

## 【0073】

$-180^\circ$  移相器 302 は、局部発振器 106 からのローカル信号 LO の位相を  $-180^\circ$  変化させ、移相されたローカル信号 LOa を生成する。 $-180^\circ$  移相器 302 は、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

## 【0074】

すなわち、本実施の形態の増幅回路 300 は、実施の形態 1 の増幅回路 100 において  $\alpha = 180^\circ$ 、 $\beta = 0^\circ$  とした場合と同様の動作を実行するものである。

## 【0075】

したがって、第 1 定包絡線信号が通過する経路では、 $180^\circ$  移相器 301 にて第 1 定包絡線信号  $S_{aif}$  の位相が  $+180^\circ$  変化し、第 1 定包絡線信号  $S_{aif'}$  がミキサ 103a に出力される。そして、ミキサ 103a では、 $-180^\circ$  移相器 302 にて位相が  $-180^\circ$  変化したローカル信号 LOa を利用して周波数変換が行われる。この結果、増幅器 104a に出力される信号は、位相が元の信号と同じになった第 1 定包絡線信号  $S_{arf}$  と、位相が  $-180^\circ$  変化したローカル信号 LOa の漏れである。一方、第 2 定包絡線信号が通過する経路には移相器が設けられていないため、第 2 定包絡線信号  $S_{bif}$  およびローカル信号 LO の位相変化量は  $0^\circ$  である。

## 【0076】

増幅器 104a、104b を通過した 2 つの定包絡線信号は合成回路 105 によって合成され、増幅された希望の送信信号 (出力信号  $S_{rf}$ ) が出力される。また、ローカル信号の漏れは、ローカル信号 LO およびローカル信号 LOa の位相差が  $180^\circ$  であるため

、抑圧される。

【0077】

このように、本実施の形態によれば、実施の形態1で説明した移相器102bおよびローカル信号移相器107bが不要となるため、送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、かつ増幅回路300の回路規模の小型化を実現することができる。

【0078】

なお、本実施の形態では、図1に示す増幅回路100の移相器102aおよびローカル信号移相器107aの代わりに $180^\circ$ 移相器301および $-180^\circ$ 移相器302を設け、増幅回路100の移相器102bおよびローカル信号移相器107bを設けていない構成について説明したが、増幅回路300の構成はこれに限定されない。例えば、増幅回路100の移相器102bおよびローカル信号移相器107bの代わりに $180^\circ$ 移相器301および $-180^\circ$ 移相器302を設け、増幅回路100の移相器102aおよびローカル信号移相器107aを設けない構成を採用しても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

【0079】

(実施の形態4)

図5は、本発明の実施の形態4に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

【0080】

図5に示す増幅回路400は、図1に示す増幅回路100のローカル信号移相器107a、107bの代わりに、可変移相器401a、401bを設けた構成を採っている。

【0081】

可変移相器401a、401bは、ローカル信号LOの位相の変化量を調整する機能を有する点が、ローカル信号移相器107a、107bと異なっている。

【0082】

続いて、上記構成を有する増幅回路400の動作について説明する。

【0083】

ローカル信号が通過する2つの経路（つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路）の間で、電気長に差がある場合や、各増幅器104a、104bまたはミキサ103a、103bによる位相変化量に差がある場合は、ローカル信号LOaおよびローカル信号LOBの漏れの位相差に誤差が発生し、位相差が $180^\circ$ でなくなる。したがって、可変移相器401a、401bでは、位相変化量の調整を行うことにより位相差の誤差を小さくし、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下を防止することができる。

【0084】

このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bでの周波数変換に用いられるローカル信号の位相変化量を調整するため、ローカル信号が通過する経路における電気長差等による位相差の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

【0085】

なお、本実施の形態では、可変移相器401a、401bを局部発振器106およびミキサ103a、103bの間に配置した構成について説明しているが、増幅回路400の構成はこれに限定されない。例えば、可変移相器401a、401bと同様の動作を実行するものを、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

【0086】

(実施の形態5)

図6は、本発明の実施の形態5に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

**【0087】**

図6に示す増幅回路500は、図5に示す実施の形態4に係る増幅回路400の構成に、信号検出部501、バンドパスフィルタ(BPF)502、ミキサ503、局部発振器504、A/D変換器505、レベル検出部506および位相制御部507を加えた構成を採っている。

**【0088】**

信号検出部501は、合成回路105の出力信号Srfを検出する。信号検出部501は、例えば、方向性結合器やサーキュレータで実現される。

**【0089】**

BPF502は、信号検出部501での検出信号を帯域制限し、ローカル信号の漏れに相当する成分のみをミキサ503に出力する。ミキサ503は、BPF502で帯域制限された信号を局部発振器504によって生成された信号と混合することによって、周波数変換を行う。A/D変換器505は、ミキサ503によって周波数変換された信号をアナログデジタル変換する。

**【0090】**

レベル検出部506は、A/D変換器505によってアナログデジタル変換された信号からローカル信号の漏れのレベルを検出する。レベル検出部506は、例えば、ダイオード検波器やA/D変換器505と共に、ASICやFPGAといったデジタル信号処理回路で実現することができる。位相制御部507は、レベル検出部506によって検出されるレベルが最小となるように、可変移相器401a、401bでの位相変化量の調整を制御する。位相制御部507は、例えば、ASICやFPGAといったデジタル信号処理回路で実現することができる。

**【0091】**

続いて、上記構成を有する増幅回路500の動作について説明する。

**【0092】**

増幅回路500では、合成回路105からの出力信号Srfを信号検出部501によって検出する。そして、BPF502で、ローカル信号の漏れ以外の成分を抑圧する。ローカル信号の漏れは、ミキサ503にて周波数変換され、A/D変換器505にてデジタル信号に変換される。そして、レベル検出部506で、デジタル信号になったローカル信号の漏れのレベルを検出し、その検出結果を位相制御部507へ出力する。

**【0093】**

ローカル信号が通過する2つの経路（つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路）の間で、例えば温度等の影響により経時的に位相変化量が変動した場合は、ローカル信号LOaおよびローカル信号LOBの漏れの位相差が180°でなくなり、その誤差の量が変動する。位相差の誤差が発生する場合、誤差がない場合と比べて、ローカル信号の漏れのレベルが合成回路105からの出力後に大きくなる。したがって、位相制御部507では、この漏れのレベルが最小となるように、可変移相器401a、401bによる位相変化量を制御する。

**【0094】**

このように、本実施の形態によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように可変移相器401a、401bによる位相変化量の調整を制御するため、2つの経路を通過したローカル信号の位相差が経時的に変動してもその位相差の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の抑圧量の低下防止を図ることができる。

**【0095】**

(実施の形態6)

図7は、本発明の実施の形態6に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

**【0096】**

図7に示す増幅回路600は、図1に示す増幅回路100のローカル信号移相器107aおよびミキサ103aの間に可変減衰器601aを設け、増幅回路100のローカル信号移相器107bおよびミキサ103bの間に可変減衰器601bを設け構成を採っている。

**【0097】**

可変減衰器601a、601bは、ローカル信号LOa、LOBの振幅（例えば減衰量）を調整してミキサ103a、103bにそれぞれ出力する。

**【0098】**

続いて、上記構成を有する増幅回路600の動作について説明する。

**【0099】**

ローカル信号が通過する2つの経路（つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路）の間で、減衰量または増幅量に差がある場合、ローカル信号LOaおよびローカル信号LOBの漏れの振幅に誤差が生じるため、ローカル信号の漏れの抑圧量が低下することがある。したがって、可変減衰器601a、601bでは、ローカル信号の減衰量の調整を行うことによりローカル信号の漏れの振幅誤差を小さくする。

**【0100】**

このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bでの周波数変換に用いられるローカル信号の振幅（減衰量）を調整するため、ローカル信号が通過する経路における減衰量／増幅量の差によるローカル信号の漏れの振幅誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

**【0101】**

なお、本実施の形態では、可変減衰器601a、601bをローカル信号移相器107a、107bおよびミキサ103a、103bの間に配置した構成について説明しているが、増幅回路600の構成はこれに限定されない。例えば、可変減衰器601a、601bと同様の動作を実行するものを、局部発振器106およびローカル信号移相器107a、107bの間に、または、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

**【0102】**

（実施の形態7）

図8は、本発明の実施の形態7に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

**【0103】**

図8に示す増幅回路700は、図7に示す実施の形態6に係る増幅回路600の構成に、実施の形態5で説明した信号検出部501、BPF502、ミキサ503、局部発振器504、A/D変換器505およびレベル検出部506ならびに減衰制御部701を加えた構成を採っている。

**【0104】**

信号検出部501は、合成回路105の出力信号Srfを検出する。信号検出部501は、例えば、方向性結合器やサーキュレータで実現される。

**【0105】**

減衰制御部701は、レベル検出部506によって検出されるレベルが最小となるよう

に、可変減衰器 601a、601b での振幅（例えば減衰量）の調整を制御する。減衰制御部 701 は、例えば、ASIC や FPGA といったデジタル信号処理回路で実現することができる。

#### 【0106】

続いて、上記構成を有する増幅回路 700 の動作について説明する。

#### 【0107】

増幅回路 700 では、合成回路 105 からの出力信号  $S_{rf}$  を信号検出部 501 によって検出する。そして、BPF 502 で、ローカル信号の漏れ以外の成分を抑圧する。ローカル信号の漏れは、ミキサ 503 にて周波数変換され、A/D 変換器 505 にてデジタル信号に変換される。そして、レベル検出部 506 で、デジタル信号になったローカル信号の漏れのレベルを検出し、その検出結果を減衰制御部 701 へ出力する。

#### 【0108】

ローカル信号が通過する 2 つの経路（つまり、局部発振器 106 から合成回路 105 までの経路で、ミキサ 103a を通過する経路およびミキサ 103b を通過する経路）の間で、例えば温度等の影響により経時的に減衰量または増幅量の変動した場合は、ローカル信号  $L_{Oa}$  およびローカル信号  $L_{Ob}$  の漏れの振幅に誤差が発生し、この振幅誤差が経時的に変動する。振幅誤差が発生する場合、誤差がない場合と比べて、ローカル信号の漏れのレベルが合成回路 105 からの出力後に大きくなる。したがって、減衰制御部 701 では、この漏れのレベルが最小となるように、可変減衰器 601a、601b による振幅（減衰量）を制御する。

#### 【0109】

このように、本実施の形態によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように可変減衰器 601a、601b による振幅（減衰量）の調整を制御するため、2 つの経路を通過したローカル信号の振幅誤差が経時的に変動してもその振幅の誤差を小さくすることができる。ローカル信号の抑圧量の低下防止を図ることができる。

#### 【0110】

##### （実施の形態 8）

図 9 は、本発明の実施の形態 8 に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態 1 で説明した増幅回路 100 と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

#### 【0111】

図 9 に示す増幅回路 800 は、図 1 に示す増幅回路 100 の移相器 102a、102b の代わりに可変移相器 801a、801b を設けた構成を採っている。

#### 【0112】

可変移相器 801a、801b は、第 1 定包絡線信号  $S_{aif}$  および第 2 定包絡線信号  $S_{bif}$  の位相の変化量を調整する機能を有する点が、移相器 102a、102b と異なっている。

#### 【0113】

続いて、上記構成を有する増幅回路 800 の動作について説明する。

#### 【0114】

ミキサ 103a、103b で使用される 2 つのローカル信号  $L_{Oa}$ 、 $L_{Ob}$  は  $180^\circ$  の位相差を持っており、第 1 定包絡線信号  $S_{aif'}$  および第 2 定包絡線信号  $S_{bif'}$  は、搬送波の周波数に周波数変換された後に元の位相に戻るよう予め  $180^\circ$  の位相差を持っている。しかし、周波数変換前段の、定包絡線信号が通過する 2 つの経路（つまり定包絡線信号生成部 101 からミキサ 103a、103b までの各経路）の間で、電気長に差がある場合や、各増幅器 104a、104b またはミキサ 103a、103b による位相変化量に差がある場合は、位相差の誤差が周波数変換後も残るため、合成後の送信信号が歪んでしまうことがある。したがって、可変移相器 801a、801b では、位相変化量の調整を行うことにより位相差の誤差を小さくし、合成後の送信信号の歪みを小さく

することができる。

#### 【0115】

このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bで周波数変換される前の各定包絡線信号の位相変化量を調整するため、定包絡線信号が通過する経路における電気長差等による位相差の誤差を小さくすることができ、合成後の送信信号の歪みを小さくすることができる。

#### 【0116】

なお、本実施の形態では、各定包絡線信号の位相変化量を可変移相器801a、801bによって調整する構成について説明しているが、増幅回路800の構成はこれに限定されない。例えば、実施の形態2で説明したように定包絡線信号生成部201内部で定包絡線信号の位相を変化させる場合は、デジタル信号処理によって位相を変化し調整することによって上記と同様の作用効果を得ることができる。

#### 【0117】

##### (実施の形態9)

図10は、本発明の実施の形態9に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図である。図10に示す無線送受信装置900は、実施の形態1で説明した増幅回路100と、無線信号を送信および受信するアンテナ901と、アンテナ901を送信と受信とで共用し、増幅回路100の出力信号をアンテナ901に出力し、アンテナ901で受信した信号を無線受信部903に出力するアンテナ共用器902と、アンテナ共用器902の出力信号から希望の受信信号を取り出す回路であって、例えば低雑音増幅器、周波数変換するミキサ、フィルタ、可変利得増幅器およびA/D変換器等で構成される無線受信部903と、音声、映像およびデータ等の信号を無線で送信するための信号に変調し、無線で受信した信号から音声、映像およびデータ等の信号に復調する変復調部904とを有する。

#### 【0118】

なお、無線送受信装置900は、増幅回路100を有する代わりに、実施の形態2から実施の形態8でそれぞれ説明した増幅回路200から増幅回路800のいずれかを有する構成を採っても良い。

#### 【0119】

本実施の形態に係る無線送受信装置900は、送信信号の増幅に上記のいずれかの実施の形態で説明した増幅回路を使用する。

#### 【0120】

このように、本実施の形態によれば、実施の形態1から実施の形態8のいずれかに記載の作用効果と同様の作用効果を、無線送受信装置900において実現することができる。

#### 【0121】

なお、本実施の形態で説明した無線送受信装置900は、無線通信用および放送用のネットワークにて使用される無線基地局装置や通信端末装置に適用することが可能である。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0122】

本発明の増幅回路は、高電力効率で通信品質を向上させる効果を有し、例えば無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する終段の増幅回路として有用である。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0123】

【図1】 本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図2】 本発明の実施の形態1に係る増幅回路の動作を直交平面座標上で示したベクトル図

【図3】 本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図4】 本発明の実施の形態3に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図5】 本発明の実施の形態4に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図6】 本発明の実施の形態5に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図7】 本発明の実施の形態6に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図 8】本発明の実施の形態 7 に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図 9】本発明の実施の形態 8 に係る増幅回路の構成を示すブロック図

【図 10】本発明の実施の形態 9 に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図

【図 11】従来の増幅回路の構成の一般例を示す図

【図 12】従来の増幅回路の動作を直交平面座標上で示したベクトル図

【図 13】従来の増幅回路のより具体的な構成例を示す図

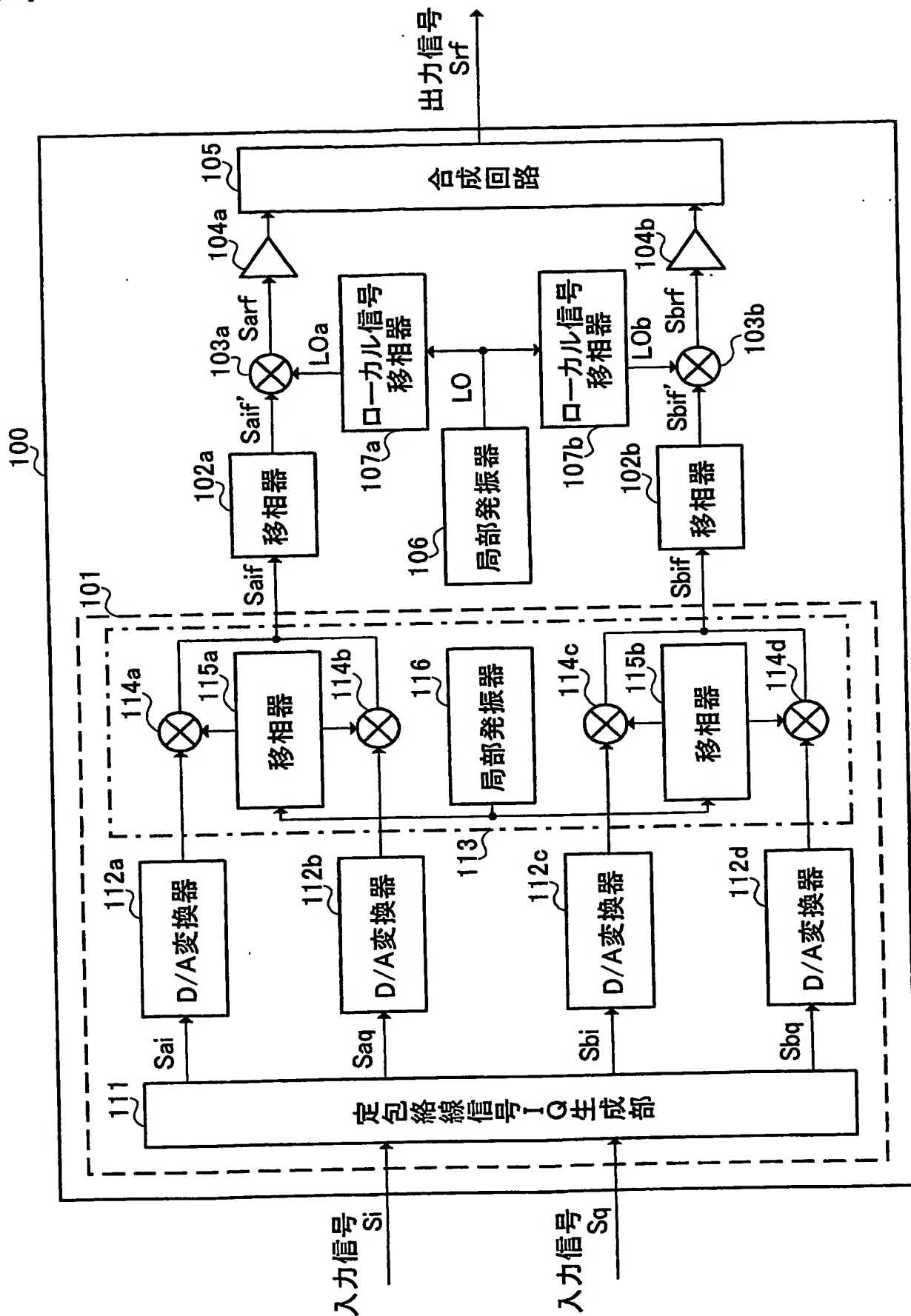
【符号の説明】

【0124】

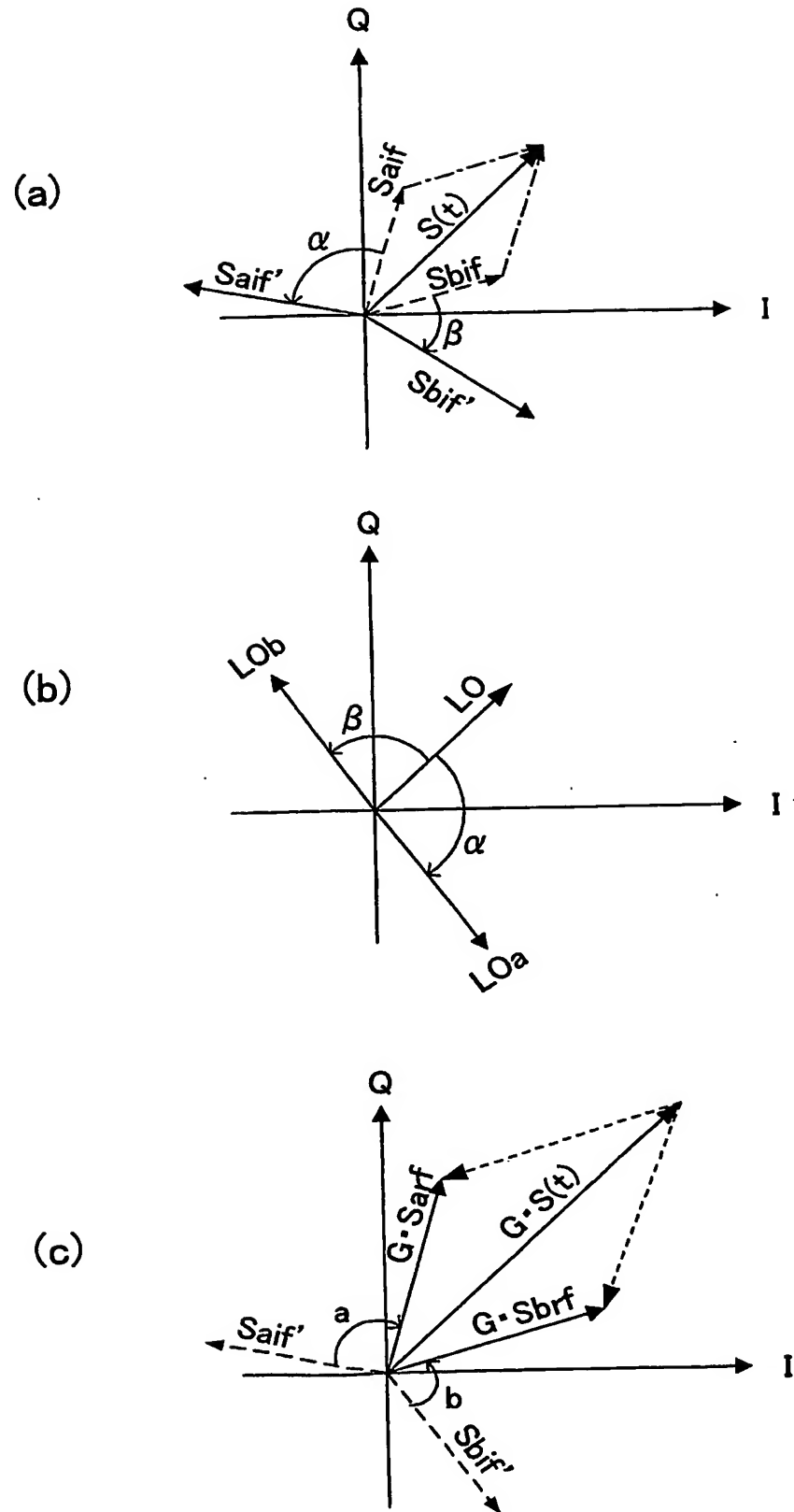
- 100、200、300、400、500、600、700、800 増幅回路
- 101、201 定包絡線信号生成部
- 102a、102b、115a、115b 移相器
- 103a、103b、114a、114b、114c、114d、503 ミキサ
- 104a、104b 増幅器
- 105 合成回路
- 106、116、504 局部発振器
- 107a、107b ローカル信号移相器
- 111、202 定包絡線信号 I Q 生成部
- 112a、112b、112c、112d D/A 変換器
- 113 直交変調部
- 301 180° 移相器
- 302 -180° 移相器
- 401a、401b、801a、801b 可変移相器
- 501 信号検出部
- 502 BPF
- 505 A/D 変換器
- 506 レベル検出部
- 507 位相制御部
- 601a、601b 可変減衰器
- 701 減衰制御部
- 900 無線送受信装置
- 901 アンテナ
- 902 アンテナ共用器
- 903 無線受信部
- 904 変復調部

【書類名】 図面

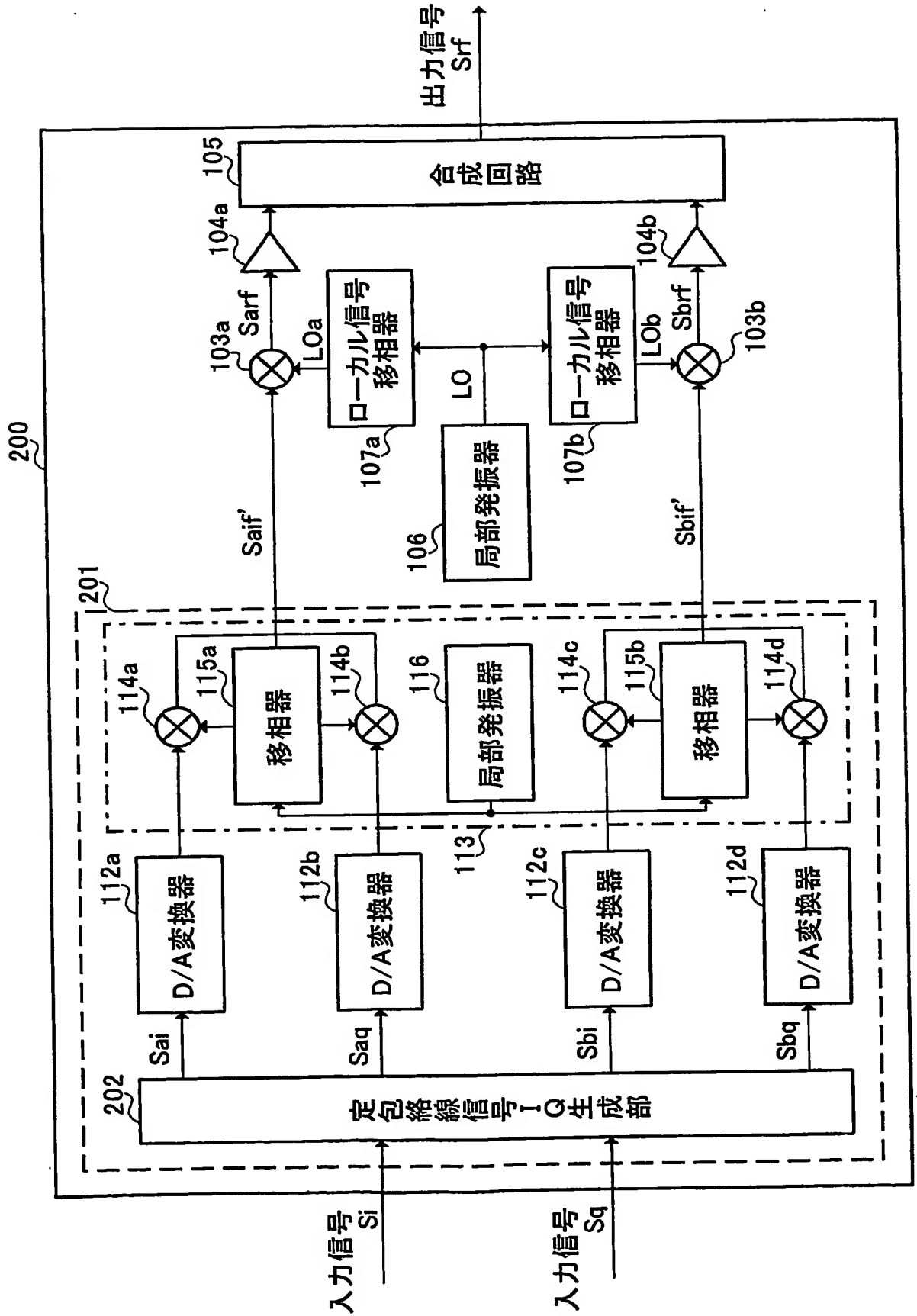
【図1】



【図 2】

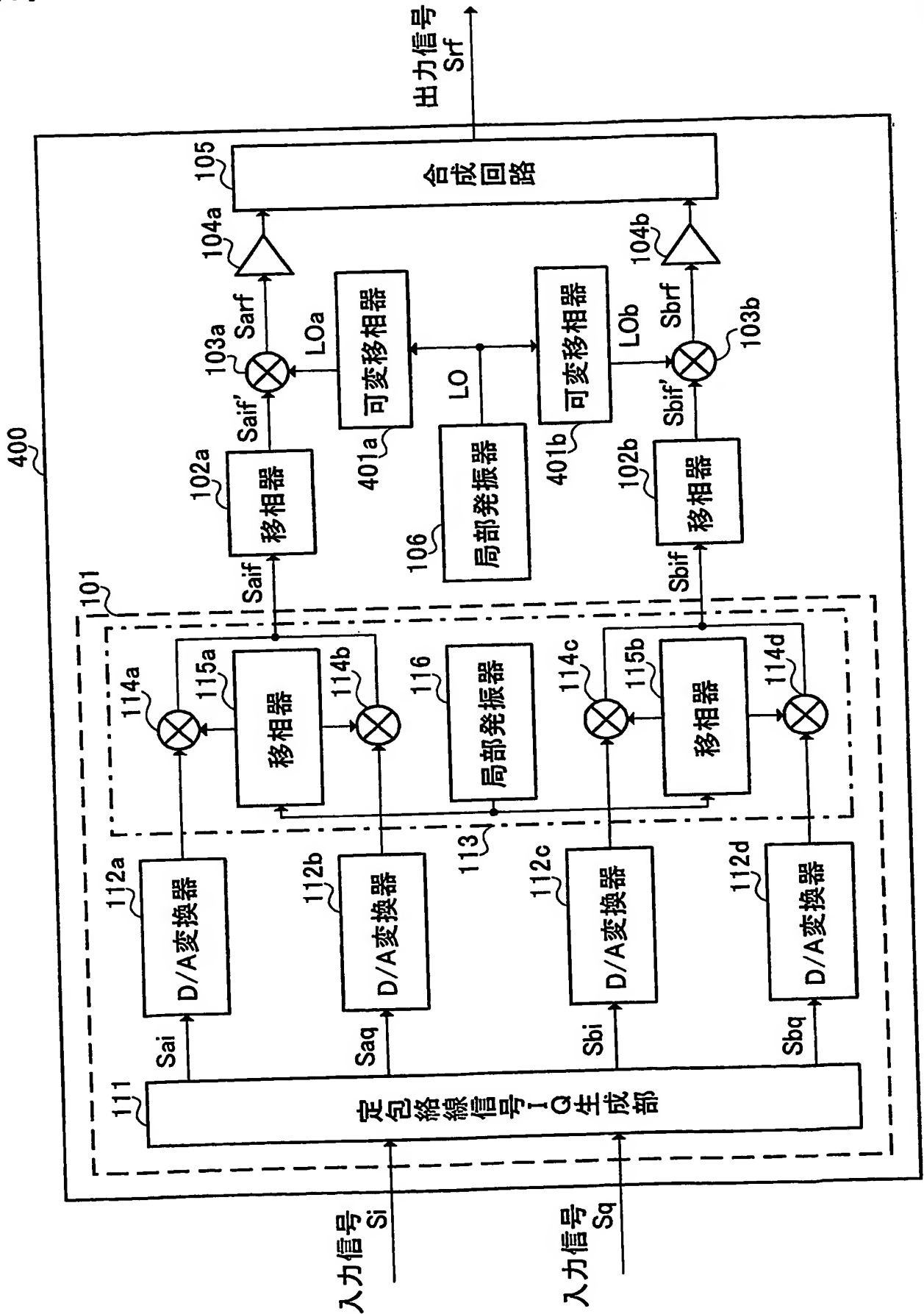


【図3】

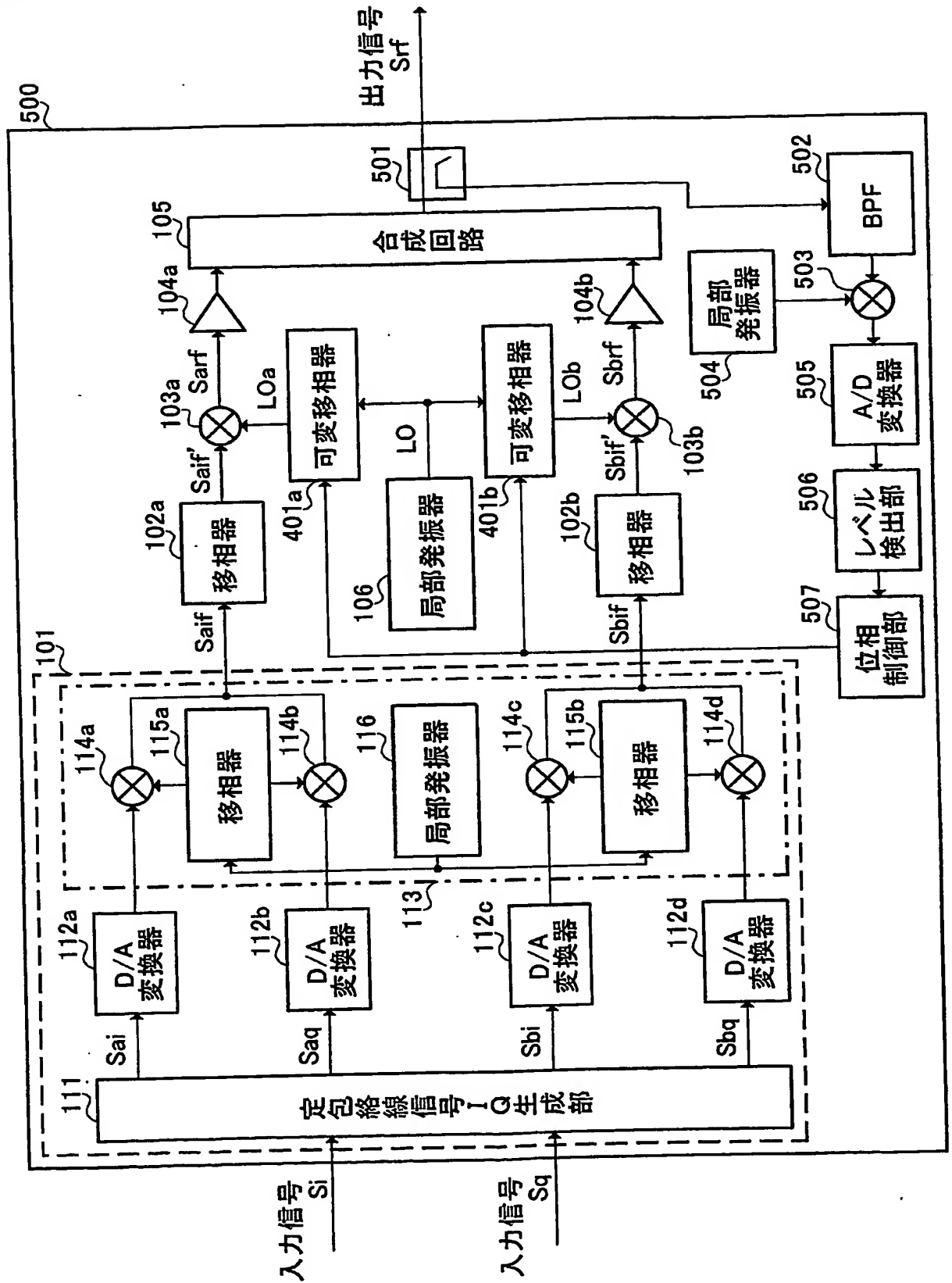




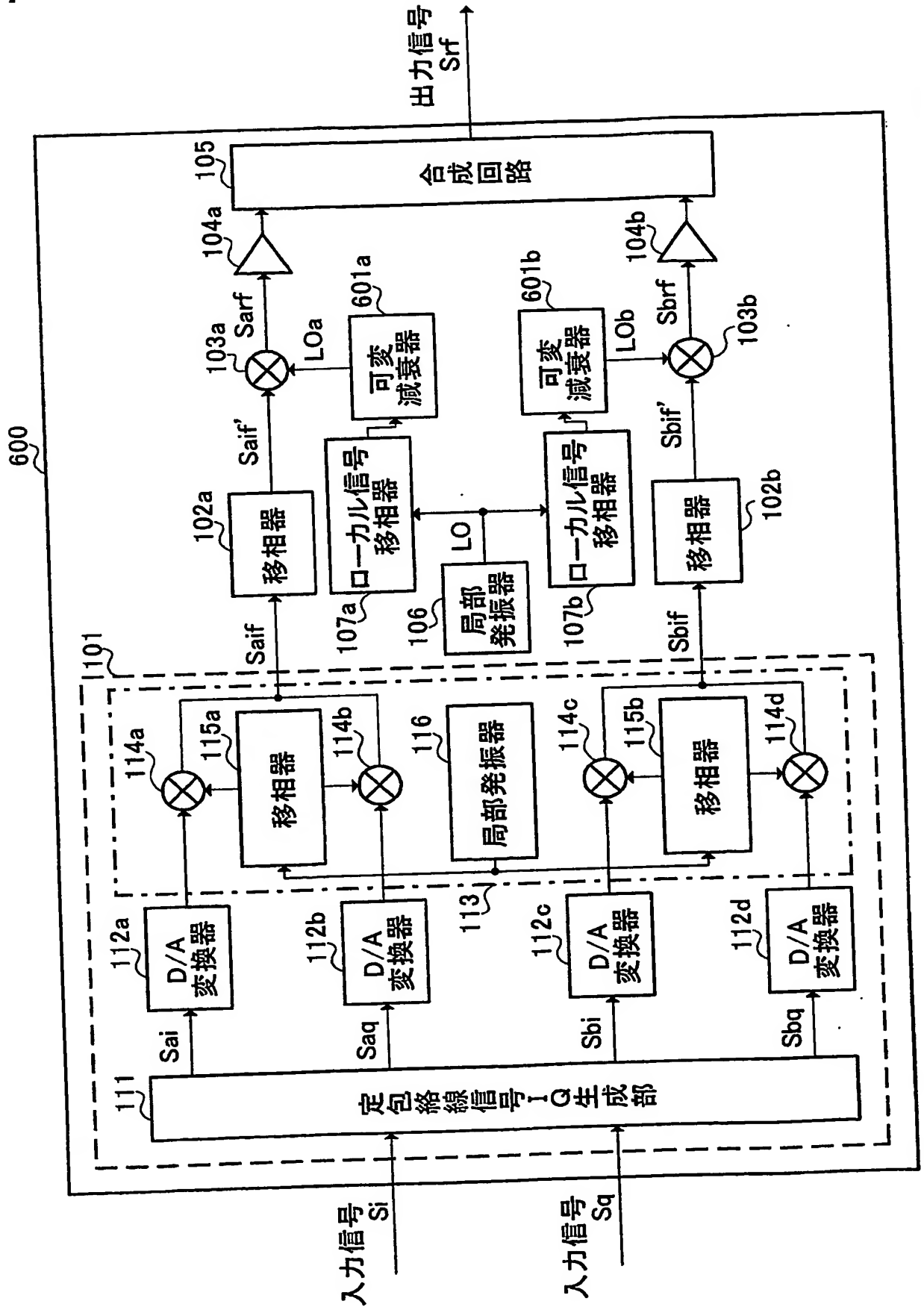
【図5】



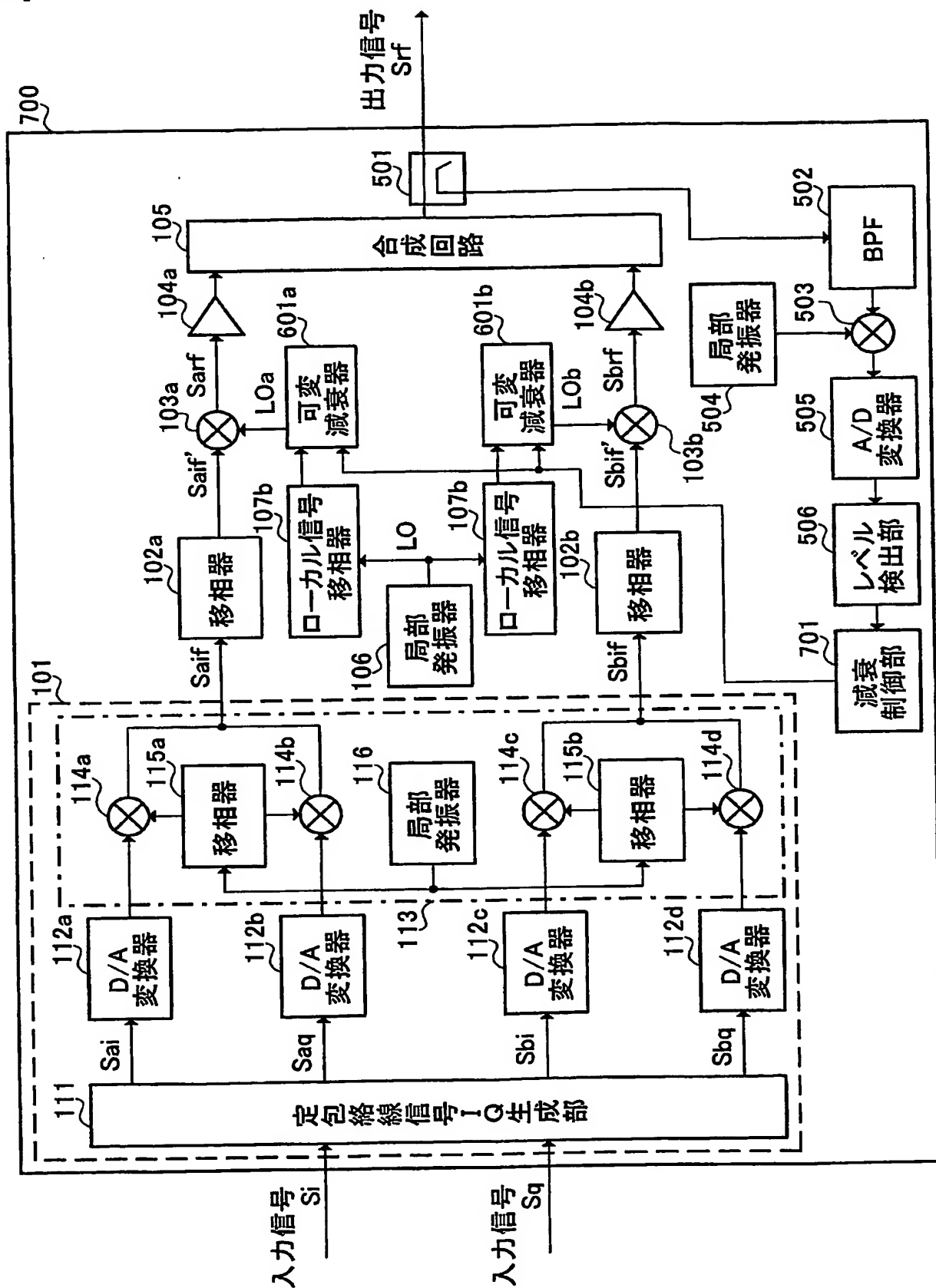
【図 6】



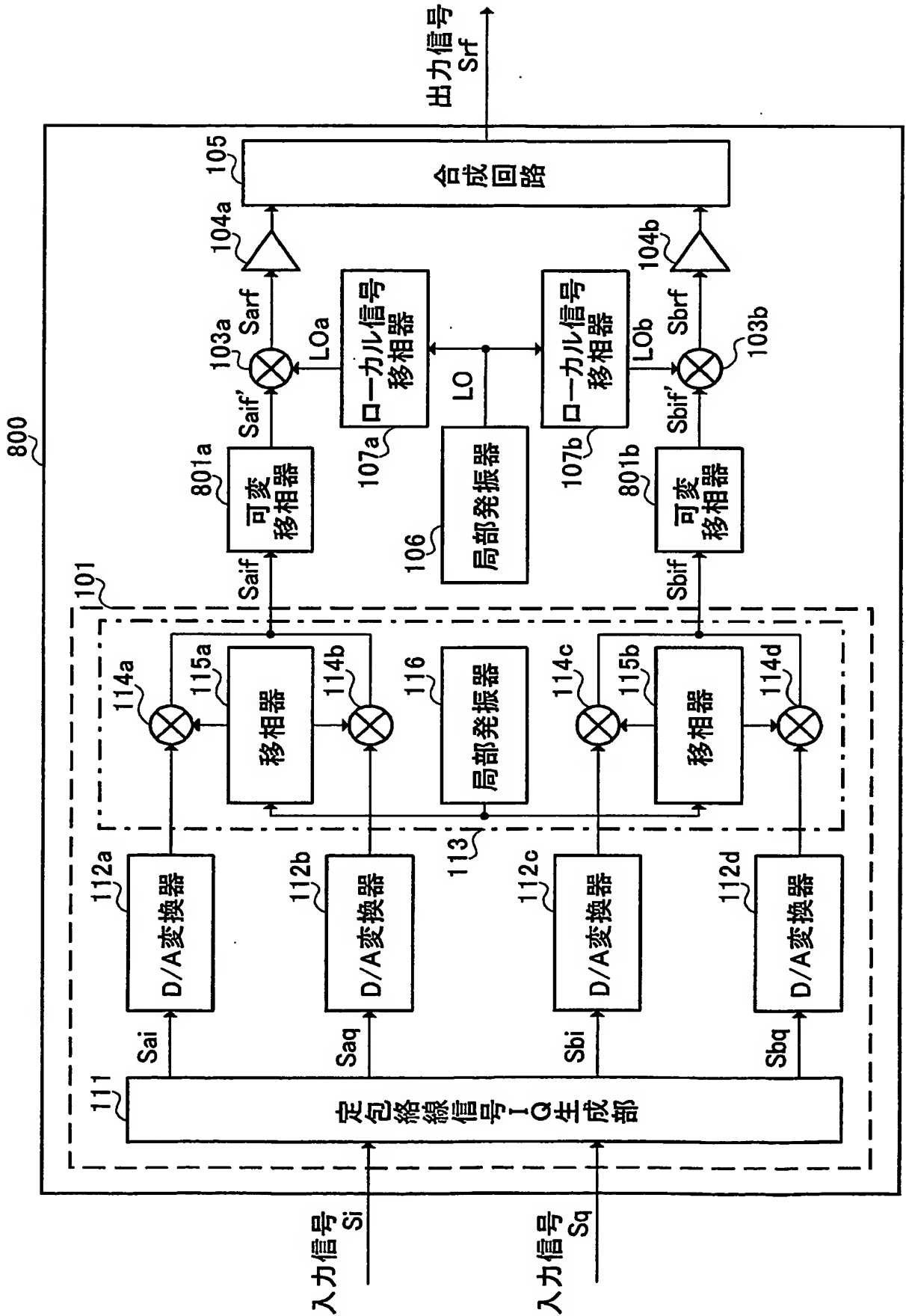
【図7】



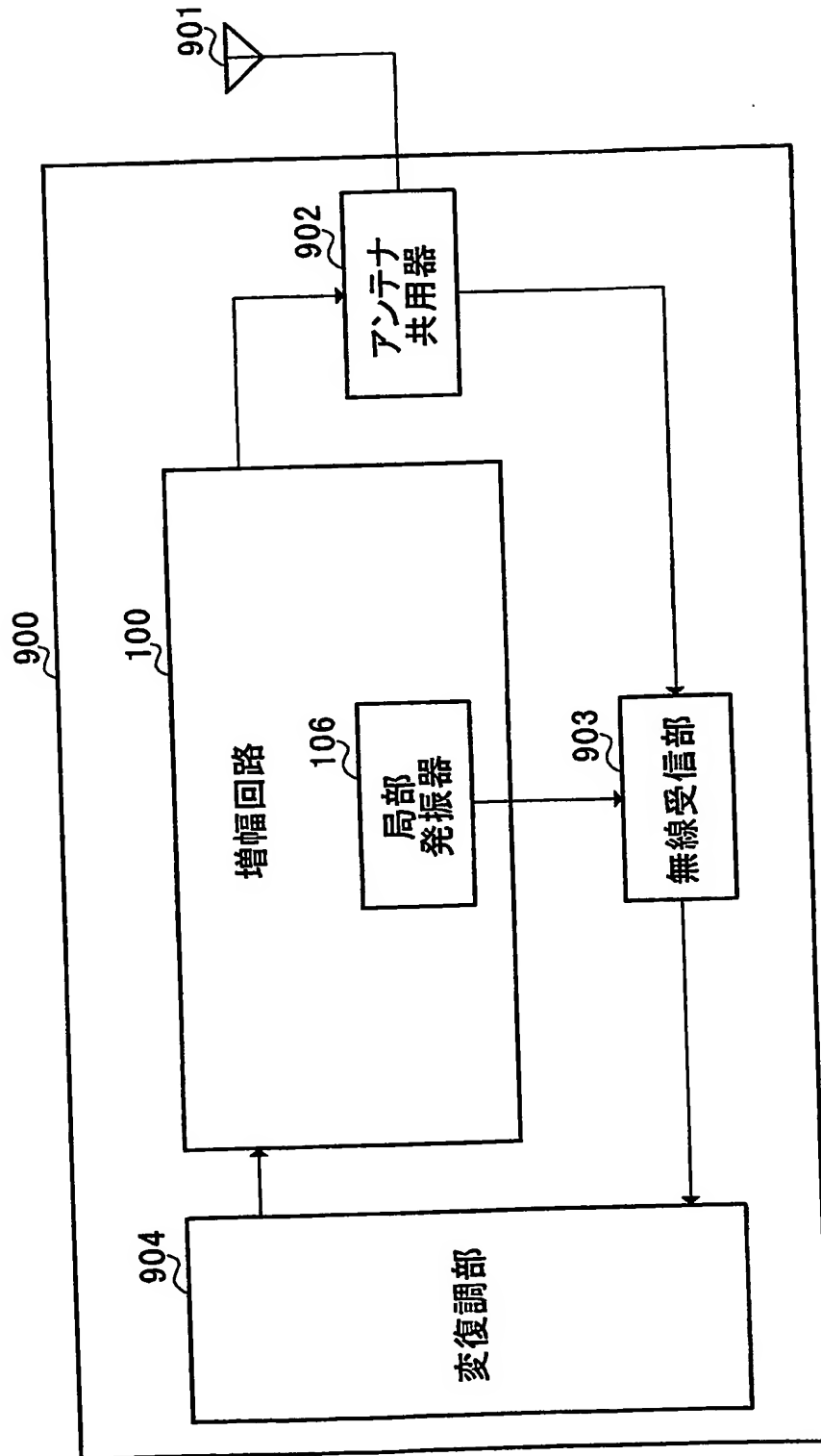
【図8】



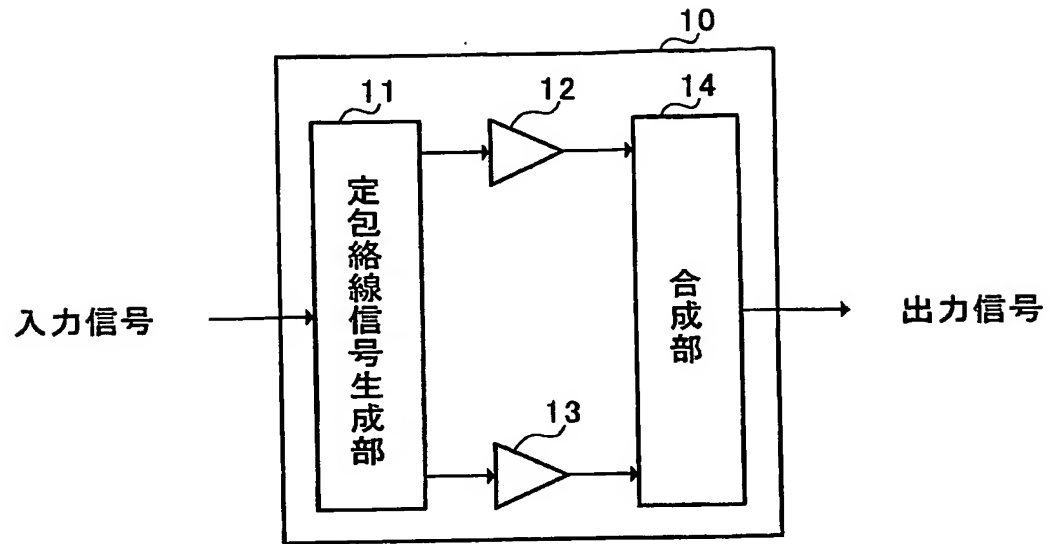
【図 9】



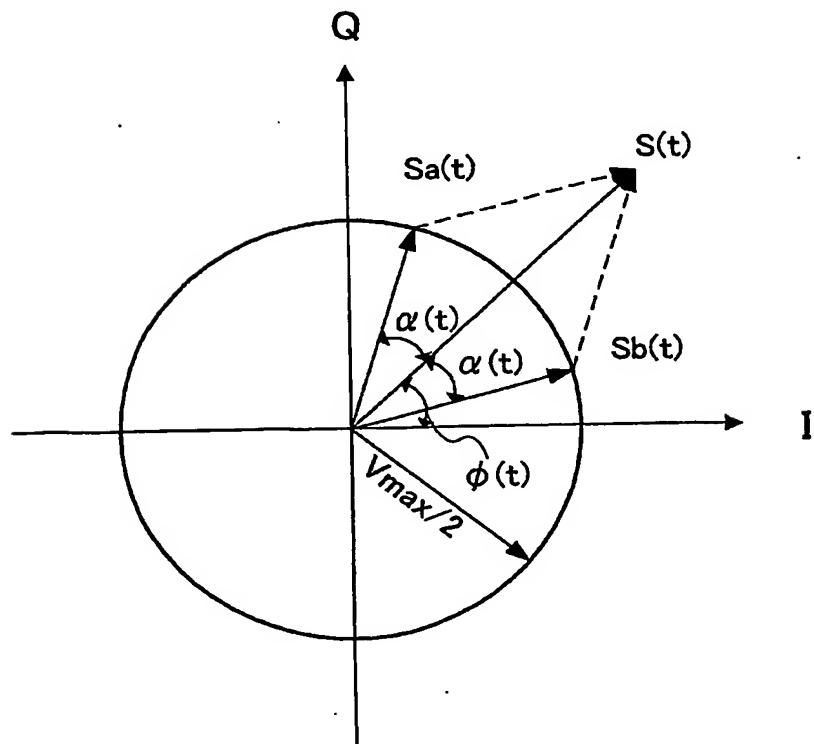
【図 10】



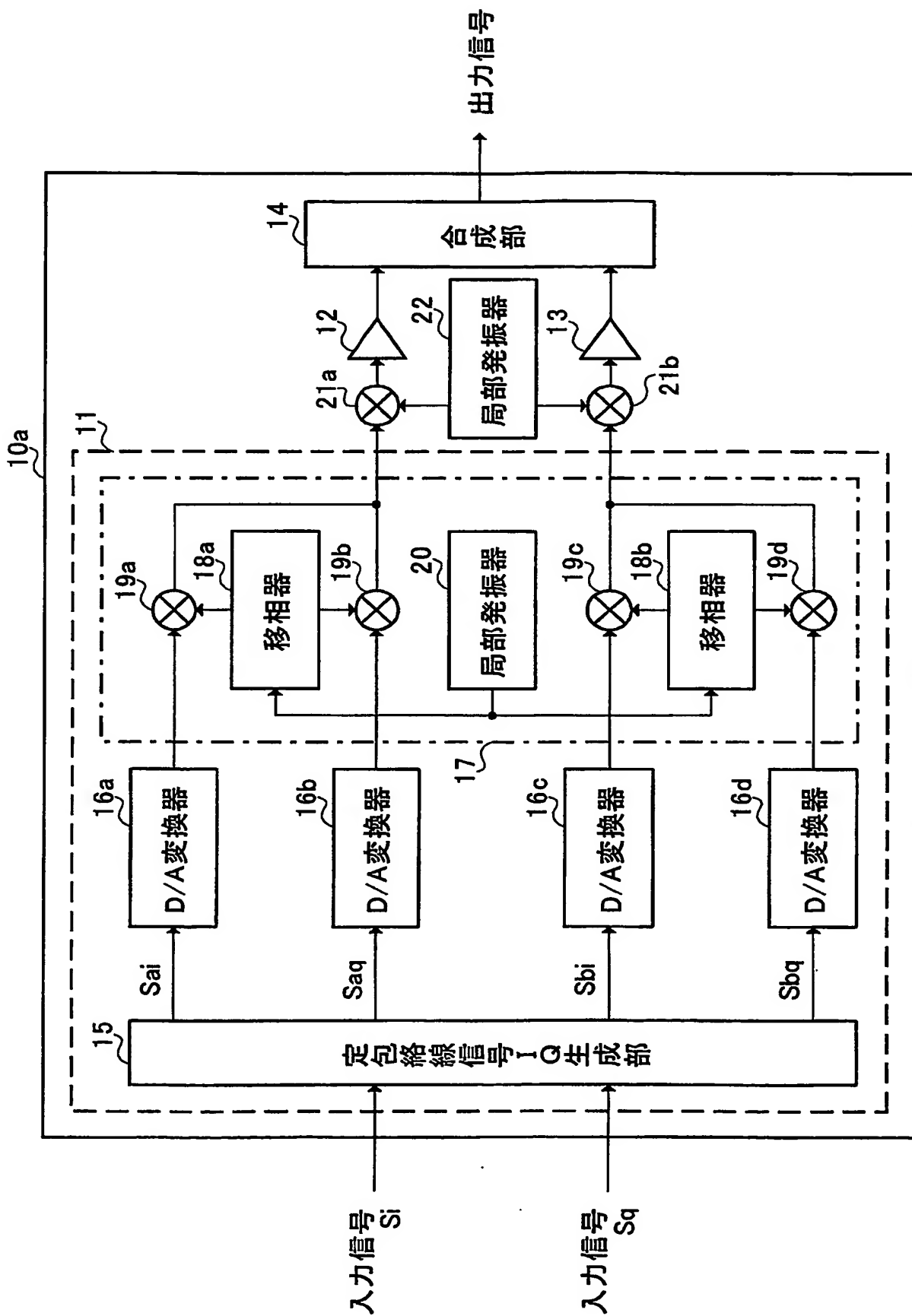
【図 11】



【図 12】



【図 13】



## 【書類名】要約書

## 【要約】

【課題】 通信品質を向上させること。

【解決手段】 定包絡線信号生成部101は、入力信号 $S_i$ 、 $S_q$ から第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を生成する。移相器102aは第1定包絡線信号の位相を $+\alpha^\circ$ 変化させ、移相器102bは第2定包絡線信号の位相を $+\beta^\circ$ 変化させる。ローカル信号移相器107aは局部発振器106からのローカル信号の位相を $-\alpha^\circ$ 変化させ、ローカル信号移相器107bは局部発振器106からのローカル信号の位相を $-\beta^\circ$ 変化させる。ミキサ103a、103bは、移相器102a、102bからの第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を、ローカル信号移相器107a、107bからのローカル信号を用いて周波数変換する。増幅器104a、104bは、ミキサ103a、103bからの信号を増幅する。合成回路105は、増幅器104a、104bからの信号を合成する。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 3 5 9 4 4 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 5 8 2 1 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社